(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 755 715**

(51) Int. Cl.:

H03L 5/00 (2006.01)
H03L 7/099 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(86) Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **25.04.2008** **PCT/FI2008/050231**

(87) Fecha y número de publicación internacional: **06.11.2008** **WO08132286**

(96) Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.04.2008** **E 08775450 (3)**

(97) Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.09.2019** **EP 2140549**

(54) Título: **Estabilización de señal de oscilador**

(30) Prioridad:

26.04.2007 FI 20075292

(45) Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
23.04.2020

(73) Titular/es:

NOKIA TECHNOLOGIES OY (100.0%)
Karakaari 7
02610 Espoo, FI

(72) Inventor/es:

KUOSMANEN, VILI P.

(74) Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 755 715 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Estabilización de señal de oscilador

Campo

La invención se refiere a estabilización de una señal de oscilador para ser aplicada a un divisor de frecuencia.

Antecedentes

Un mezclador de frecuencia típico implementado en un transceptor de radio comprende un bucle de bloqueo de fase (PLL) para proporcionar una señal de oscilador que tiene una primera frecuencia y uno o más divisores de frecuencia que dividen la frecuencia de la salida de señal del oscilador desde el PLL a una frecuencia (o frecuencias) deseada. La señal de salida de un divisor de frecuencia seleccionado se usa para convertir una señal de transmisión a una frecuencia de radio deseada y/o una señal de recepción de la frecuencia de radio a una banda base.

El rendimiento de un divisor de frecuencia depende en gran medida del grado de variación en el nivel de una señal de entrada. Una variación de nivel de señal alta puede hacer que el divisor de frecuencia realice divisiones de frecuencia no deseadas, lo que da como resultado una señal de oscilador distorsionada en una salida del divisor de frecuencia. El grado de variación del nivel de señal puede depender de la temperatura, banda de frecuencia y rango de frecuencia compatible con el mezclador de frecuencia. Los cables de señal también pueden causar una variación de señal adicional. Por ejemplo, jitter es una variación abrupta y no deseada de las características de la señal, tal como un intervalo entre pulsos sucesivos, la amplitud de ciclos sucesivos, o la frecuencia o fase de ciclos sucesivos. La fluctuación puede afectar muy bien la precisión de los bordes ascendentes y descendentes de una señal digital y, de este modo, degradar el rendimiento del divisor de frecuencia.

Los divisores de frecuencia generalmente se implementan mediante circuitos lógicos digitales como contadores o flip-flops. También se sabe que la lógica de acoplamiento de emisor se utiliza en los divisores de frecuencia. La alta variación en la señal de entrada del divisor de frecuencia puede hacer que el contador cuente en un momento no deseado, causando así una división de frecuencia errónea. Una solución convencional para compensar los errores causados por la variación de la señal es proporcionar la señal de entrada al divisor de frecuencia con un nivel de señal fijo suficientemente alto. El problema con esta solución es el alto consumo de energía y el rendimiento de división de frecuencia altamente variable en los casos en que el mezclador de frecuencia admite un amplio rango de frecuencias. En este último caso, un nivel de señal alto puede no ser suficiente para compensar completamente una variación de señal dependiente de la frecuencia. Además, el consumo de energía es un factor crítico en los dispositivos que dependen de baterías.
El documento US 2005/0151592 A1 describe un oscilador microelectromecánico compensado, que tiene un resonador microelectromecánico que genera una señal de salida y circuitos de ajuste de frecuencia, acoplados al resonador microelectromecánico para recibir la señal de salida del resonador microelectromecánico y, en respuesta a un conjunto de valores, para generar una señal de salida que tiene una segunda frecuencia.

Breve descripción de la invención

Un objetivo de la invención es proporcionar una solución para estabilizar una señal de oscilador que se aplicará a un divisor de frecuencia.

La invención está definida por las reivindicaciones.

En un primer aspecto, esta memoria descriptiva describe un método, que comprende: obtener una señal de oscilador procedente de un generador de señal de oscilador ajustable en frecuencia, estabilizar variaciones del oscilador ajustando el factor de calidad de un resonador incluido en un circuito de compensación adaptativo que tiene parámetros de compensación ajustables determinados de acuerdo con al menos una frecuencia de la señal del oscilador, y aplicar la señal del oscilador estabilizado a un divisor de frecuencia para la división de frecuencia.

En un segundo aspecto, esta memoria descriptiva describe un aparato que comprende una interfaz de entrada configurada para recibir una señal de oscilador. El aparato comprende además un circuito de compensación adaptativo configurado para estabilizar variaciones de la señal del oscilador con parámetros de compensación ajustables determinados de acuerdo con al menos una frecuencia de la señal del oscilador, y una interfaz de salida conectable a un divisor de frecuencia y configurada para emitir la señal de oscilador estabilizada.

En un tercer aspecto, esta memoria descriptiva describe un dispositivo de comunicación móvil que comprende el aparato descrito anteriormente.

En un cuarto aspecto, esta memoria descriptiva describe un aparato, que comprende medios de entrada para recibir una señal de oscilador. El aparato comprende además medios de compensación adaptativos para estabilizar variaciones de la señal del oscilador con parámetros de compensación ajustables determinados de acuerdo con al

menos una frecuencia de la señal del oscilador, y medios de salida para emitir la señal de oscilador estabilizada a un divisor de frecuencia.

En un quinto aspecto, Esta memoria descriptiva describe un medio de distribución de programas informáticos legible por ordenador y que codifica un programa informático de instrucciones para ejecutar un proceso informático para controlar un circuito de compensación configurado para estabilizar variaciones de una señal de oscilador. El proceso comprende: obtener información sobre al menos las propiedades de frecuencia de la señal de oscilador que se aplicará al menos a un divisor de frecuencia para división de frecuencia, determinar parámetros para el circuito de compensación a partir de al menos las propiedades de frecuencia de la señal de oscilador, y aplicar al circuito de compensación una señal de control que define los parámetros del circuito de compensación.

Lista de dibujos

En lo sucesivo, la invención se describirá en mayor detalle con referencia a las realizaciones y a los dibujos adjuntos, en los que

La figura 1 ilustra un diagrama de un transceptor de radio de conversión directa al que se pueden aplicar realizaciones de la invención;
La figura 2 ilustra una estructura de un circuito de compensación de acuerdo con una realización de la invención; y
La figura 3 ilustra un diagrama de flujo que describe un proceso para estabilizar variaciones de amplitud de un oscilador.

Descripción de realizaciones

Con referencia a la Figura 1, se examina un ejemplo de un transceptor de radio de conversión directa en el que se pueden aplicar realizaciones de la invención. El transceptor de radio puede ser, por ejemplo, un dispositivo de comunicación móvil tal como un teléfono celular, un asistente digital personal, etc. Consideremos primero una estructura de receptor de conversión directa del transceptor. Se recibe una señal de radio a través de una antena 180 y se aplica a un conmutador controlado por un controlador de selección de frecuencia 182 que controla 170, 172 y 174 de acuerdo con una frecuencia de transmisión de la señal de radio recibida. La frecuencia de transmisión se negocia normalmente en un establecimiento de un enlace de comunicación y es, de este modo, conocida al controlador 182. En otras palabras, el controlador 182 controla el conmutador 170 para conectar la señal de radio recibida a uno de los filtros de paso de banda 100, 106. Los filtros de paso de banda 100, 106 eliminan componentes de frecuencia no deseados de la señal de radio recibida y aplican la señal filtrada a un amplificador de bajo ruido 102, 108, respectivamente.

Después de la amplificación, la señal es nuevamente filtrada por paso de banda en uno de los filtros de paso de banda 104, 110 (según la selección de frecuencia). Entonces, la señal de radio recibida se convierte hacia abajo en mezcladores de frecuencia 112 y 114 o 116 y 118. La señal de radio recibida se aplica a dos mezcladores de frecuencia para separar un canal en fase (I) y un canal en cuadratura (Q) de la señal de radio recibida. Antes de aplicar la señal de radio a un mezclador de frecuencia de canal en cuadratura, la señal de radio puede retrasarse 90 grados con respecto a la señal de radio aplicada a un mezclador de frecuencia de canal en fase.

Los mezcladores de frecuencia 112 a 118 multiplican la señal de radio recibida con una señal de oscilador que tiene la misma frecuencia que una señal portadora de la señal de radio recibida. La señal del oscilador puede originarse a partir de un sintetizador de frecuencia 190 que puede ser un bucle de fase bloqueada (PLL), por ejemplo. Un oscilador controlado por tensión (VCO) 126 puede proporcionar una señal de oscilador a un amplificador 128 que actúa como una memoria intermedia y a un divisor previo de frecuencia 127 incluido en el PLL. El divisor previo de frecuencia 127 puede dividir la frecuencia de la señal del oscilador por un factor de división fijo N, y enviar la señal del oscilador dividido en frecuencia a un divisor programable 130. El divisor programable 130 divide la frecuencia de la señal del oscilador por un factor variable P seleccionado de acuerdo con la frecuencia de salida del VCO 126, y envía la señal del oscilador dividido en frecuencia a un comparador de fase 132. El comparador de fase 132 compara la fase de la señal del oscilador proporcionada por el divisor 130 con una señal del oscilador de referencia proporcionada por un oscilador de cristal 142, por ejemplo, y envía la señal de diferencia de fase a un filtro de bucle 124. El filtro de bucle 124 filtra la señal de diferencia de fase y suministra la señal como señal de control al oscilador controlado por tensión 126, que luego ajusta la frecuencia de la señal del oscilador de acuerdo con la señal de control.

Una señal de oscilador amplificada proporcionada por el amplificador 128 se alimenta a divisores de frecuencia 134, 136, 138 y 140. Los divisores de frecuencia 134 y 140 dividen la frecuencia de la señal del oscilador entre dos, y los divisores de frecuencia 136 y 138 dividen la frecuencia de la señal del oscilador en cuatro. El divisor de frecuencia 134 emite la señal del oscilador dividido en frecuencia a los mezcladores de frecuencia 112 y 114, y el divisor de frecuencia 136 emite la señal del oscilador dividido en frecuencia a los mezcladores de frecuencia 116 y 118. Entonces, unos conmutadores seleccionan las salidas de los mezcladores de frecuencia 112 y 114 o los mezcladores de frecuencia 116 y 118 bajo el control del controlador de selección de frecuencia 182, tal como se ha descrito anteriormente. Como resultado, la señal de radio recibida se convierte en una señal de banda base del canal I y una señal de banda base

del canal Q. Las señales de banda base se alimentan luego a un amplificador de control de ganancia automático 120 que amplifica las señales, y luego las señales de banda base analógicas se convierten en una forma digital en un convertidor analógico a digital 122. Entonces, las señales digitales de banda base se emiten para operaciones de procesamiento de señales digitales, tal como demodulación y detección.

En una parte de transmisor del transceptor de radio, un convertidor digital a analógico 144 convierte una señal de transmisión digital que comprende una señal de transmisión del canal I y una señal de transmisión del canal Q en formas de onda analógicas. El convertidor 144 emite la señal analógica del canal I a los mezcladores de frecuencia 146 y 150 y la señal analógica del canal Q a los mezcladores de frecuencia 148 y 152. Los mezcladores de frecuencia 146 y 148 multiplican las señales analógicas con la señal de oscilador proporcionada por el divisor de división en dos 140, y los mezcladores de frecuencia 150 y 152 multiplican las señales analógicas con la señal de oscilador proporcionada por el divisor de división en cuatro 138. Las señales de los canales I y Q convertidas hacia arriba se aplican luego a los sumadores 154 y 156 que suman las señales del canal I y del canal Q juntas. Luego, las señales sumadas se filtran por paso de banda en los filtros de paso de banda 158 y 160, amplificándose en los amplificadores 162 y 164 y nuevamente filtradas en paso de banda en los filtros de paso de banda 166 y 168. El conmutador 176 selecciona una de las ramas del transmisor de acuerdo con la frecuencia de transmisión que se utilizará en la transmisión de la señal. El conmutador 176 se controla mediante el controlador de selección de frecuencia 182. La señal de radio de transmisión seleccionada se aplica luego a la antena 180.

Para evitar operaciones innecesarias y minimizar el consumo de energía en la parte de transmisor, el controlador de selección de frecuencia 182 puede apagar la rama del transmisor relacionada con la frecuencia de transmisión que no se utilizará en la transmisión. Por ejemplo, si se va a usar una frecuencia de transmisión más alta en la transmisión, el controlador de selección de frecuencia 182 puede apagar unos mezcladores de frecuencia 150 y 152, un sumador 156 y un amplificador 164.

Una señal de salida del sintetizador de frecuencia 190, es decir, una señal de salida del amplificador 128 o una señal de salida del oscilador controlado por tensión 126 debe ajustarse antes de aplicar la señal del oscilador a los divisores de frecuencia 134 a 140 para compensar la variación del nivel de señal que causa divisiones de frecuencia erróneas en los divisores de frecuencia 134 a 140. La variación del nivel de señal es causada normalmente por no idealidades en los componentes del sintetizador de frecuencia 190 o en las líneas de señal entre el sintetizador de frecuencia 190 y los divisores de frecuencia 134 a 140. El transceptor de radio que utiliza realizaciones de la invención puede proporcionarse naturalmente con más de un sintetizador de frecuencia.

La figura 2 ilustra un circuito de compensación de acuerdo con una realización de la invención. En primer lugar, la figura 2 ilustra un generador de señal de oscilador de frecuencia ajustable que es un oscilador controlado por tensión (VCO) en este ejemplo. El VCO incluye un núcleo VCO 224 y un circuito resonador. El circuito resonador comprende una matriz de condensadores conmutados que incluye capacitancias 206, 208, 210, 218, 220 y 222 e conmutadores controlados digitalmente 212, 214 y 216. El circuito resonador comprende además una inductancia 204 para proporcionar propiedades de resonancia junto con las capacitancias 206 a 210 y 218 a 222, y una capacitancia ajustable 202 para ajustar las propiedades del circuito resonador. La capacitancia ajustable 202 puede implementarse mediante un varactor, por ejemplo.

El núcleo VCO 224 es un generador de oscilador configurado para generar una señal de oscilador de radiofrecuencia (RF) que tiene una frecuencia sintonizada por propiedades del circuito resonador y una señal de control de tensión proporcionada por una estructura de bucle de bloqueo de fase (PLL) que proporciona un bloqueo de frecuencia para la generación de la señal de oscilador. La señal de control de tensión puede proporcionarse mediante un filtro de bucle, como se describe en la figura 1. De hecho, el núcleo VCO 224 y el circuito resonador pueden formar juntos el oscilador controlado por tensión 126 ilustrado en la figura 1.

La utilización del circuito resonador para sintonizar la frecuencia proporcionada por el VCO 126 y para aumentar el rango de frecuencia del VCO como tal se conoce en la técnica y, por lo tanto, el circuito resonador no se describirá en detalle en el presente documento. En un nivel general, las capacitancias 206 a 210 y 218 a 222 tienen normalmente valores de capacitancia diferentes, y la matriz de capacitancia está conectada en paralelo con la inductancia 204 y la capacitancia ajustable 202. Uno o más de los pares de capacitancia 206 y 218, 208 y 220, y 210 y 222 están conectados en paralelo con la inductancia 204 y la capacitancia ajustable 202 de acuerdo con la frecuencia deseada de la señal del oscilador que se generará. Las capacitancias se conectan al circuito resonador cerrando los conmutadores 212 a 216 como respuesta a una señal de control proporcionada por un controlador 200.

El VCO 126 puede configurarse para soportar la generación de señales de oscilador en un amplio rango de frecuencias. Cada vez que se controla el VCO 126 para cambiar la frecuencia de la señal del oscilador, el controlador 200 puede proporcionar una señal de control sobre la base de la frecuencia de la señal del oscilador que se generará y cerrar los conmutadores deseados 212 a 216 en consecuencia. El controlador 200 puede estar provisto de conocimiento del conmutador o los conmutadores 212 a 216 para que se cierren para cada frecuencia. Al cambiar la frecuencia de la señal del oscilador generada por el VCO 126, el controlador puede iniciar una fase de calibración a realizar. En la fase de calibración, se logra un bloqueo de frecuencia en el PLL, y los parámetros del circuito resonador pueden ajustarse para generar una señal de oscilador que tenga una frecuencia deseada. Por ejemplo, el valor de

capacitancia de la capacitancia ajustable 202 puede ajustarse en la fase de calibración. La configuración de la matriz de capacitancia, es decir, la selección de las capacidades 206 a 210 y 218 a 222 con conmutadores 212 a 216, también se puede ajustar durante la fase de calibración para obtener una señal de oscilador que tenga una frecuencia central deseada. No se supone que el cambio de frecuencia en este contexto signifique un ajuste de frecuencia dentro del PLL, sino que cambie la frecuencia en una transmisión de radio de salto de frecuencia, por ejemplo.

El VCO 126 puede proporcionar la señal real del oscilador en modo diferencial a través de dos líneas de señal, tal como se ilustra en la figura 2. La señal del oscilador en modo diferencial emitida por el VCO 126 puede aplicarse luego al circuito de compensación de acuerdo con una realización de la invención. La señal del oscilador puede aplicarse al circuito de compensación a través de un divisor de frecuencia (no mostrado) configurado para dividir previamente la frecuencia de la señal del oscilador por un factor de división de frecuencia determinado.

En otras palabras, una realización preferida de la invención es disponer el circuito de compensación entre la salida del circuito de generación de señal del oscilador (PLL) y los divisores de frecuencia 254, 256 dividiendo la señal del oscilador en una frecuencia de conversión ascendente/descendente deseada y proporcionando una señal de oscilador dividida a una o más líneas de mezclador de frecuencia. Los divisores de frecuencia 254 y 256 realizan la división de frecuencia final antes de la conversión ascendente/descendente de las señales de transmisión/recepción, por otro lado, puede disponerse a una distancia relativamente larga de la salida del PLL y, aunque la distancia puede ser solo de unos pocos milímetros, la señal del oscilador de radiofrecuencia en la entrada de los divisores de frecuencia 254 y 256 puede estar severamente distorsionada sin la estabilización realizada por el circuito de compensación de acuerdo con realizaciones de la invención. Por lo tanto, el circuito de compensación puede estar dispuesto entre el VCO 126 y los divisores de frecuencia 254 y 256 para estabilizar la señal del oscilador.

Además, el circuito de compensación puede utilizarse dentro del PLL para estabilizar la entrada de señal del oscilador a uno o más divisores de frecuencia incluidos en el PLL, por ejemplo, los divisores de frecuencia 127 y 130 ilustrados en la figura 1. En consecuencia, la señal del oscilador estabilizada con el circuito de compensación también puede enviarse a un divisor de frecuencia 280 que pertenece al PLL.

El circuito de compensación puede comprender una parte activa, una parte pasiva y lógica de control para ajustar los parámetros del circuito de compensación. La lógica de control puede incluirse en el controlador 200. La función principal del circuito de compensación es estabilizar las variaciones de amplitud de la señal del oscilador generada por el VCO 126 antes de que la señal del oscilador se aplique a los divisores de frecuencia 254, 256 y 280 para evitar divisiones de frecuencia erróneas en los divisores de frecuencia 254, 256 y 280. Las divisiones de frecuencia erróneas dan como resultado una señal de oscilador espuria en una salida de un divisor de frecuencia, causando así errores en la conversión ascendente/descendente de las señales de información en un transceptor de radio. Las variaciones de amplitud pueden ser causadas por no idealidades en los componentes y cables de señal entre el VCO 126 y los divisores de frecuencia 254, 256 y 280, y la variación de amplitud puede ser variable en función de la frecuencia de la señal del oscilador y la temperatura, por ejemplo. En una implementación actual, una distancia entre el VCO 126 y los divisores de frecuencia 254, 256 y 280 puede ser bastante larga, causando una distorsión de amplitud variable en la señal del oscilador de RF proporcionada por el VCO 126. Por lo tanto, la estabilización de amplitud puede ser necesaria para garantizar la funcionalidad adecuada de los divisores de frecuencia 254, 256 y 280 mientras se mantiene bajo el consumo de energía.

La parte activa del circuito de compensación puede implementarse mediante un amplificador 226 controlado por una tensión de polarización y/o corriente suministrada por una unidad de control de polarización 258. Se puede conectar un puerto de entrada del amplificador 226 a una salida del VCO 126 y, en consecuencia, la señal del oscilador de RF se puede ingresar primero al amplificador 226. En caso de que la señal del oscilador de RF se divida primero en frecuencia en un divisor de frecuencia (no se muestra), el puerto de entrada del amplificador puede estar conectado a una salida del divisor de frecuencia. El amplificador 226 puede corresponder aproximadamente al amplificador 128 ilustrado en la figura 1 pero la tensión de polarización del amplificador 226 se controla de acuerdo con una realización de la invención, tal como se describirá a continuación.

La parte pasiva del circuito de compensación puede incluir un circuito resonador similar al utilizado para controlar el núcleo VCO 224. Como el circuito resonador del VCO 126, la parte pasiva del circuito de compensación también puede comprender una matriz de capacitancia conmutada que incluye las capacitancias 232, 234, 236, 244, 246 y 248 y los conmutadores 238, 240 y 242 utilizados para conectar/desconectar las capacitancias entre un puerto de entrada y una salida puerto del circuito de compensación. Asimismo, la parte pasiva puede comprender una inductancia 230 y una o más resistencias 260, 262, 264 y 266. Las resistencias también pueden disponerse en forma de una matriz para seleccionarse con los conmutadores 268 y 270. La función del circuito resonador del circuito de compensación es afectar las impedancias de entrada de los divisores de frecuencia 254 y 256 de modo que la señal del oscilador se transfiera a los divisores de frecuencia a un nivel aceptable. La resonancia real es causada por las capacidades seleccionadas 232 a 236 y 244 a 248 y la inductancia 230 dispuesta en paralelo, y las resistencias 260 a 266 pueden usarse para ajustar las propiedades de resonancia y, en particular, un factor de calidad (factor Q) del circuito resonador.

Las propiedades de resonancia similares entre los dos circuitos resonadores dan como resultado que el circuito resonador del circuito de compensación transmita componentes de señal generados por el circuito resonador del VCO

126 y atenúa otros componentes de señal, mitigando así la distorsión causada por las líneas de señal, etc. Para permitir propiedades de resonancia similares en los dos circuitos resonadores, los valores de los componentes de las capacitancias 232 a 236 y 244 a 248 y la inductancia 230 del circuito de compensación pueden corresponder aproximadamente a los valores de los componentes correspondientes en el circuito resonador del VCO 126. De acuerdo con una realización de la invención, las relaciones respectivas de los valores de componentes correspondientes son sustancialmente las mismas en los dos circuitos resonadores. Por ejemplo, la relación en los valores de capacitancia de la capacitancia 206 y la capacitancia 232 es sustancialmente la misma que la relación en los valores de capacitancia de la capacitancia 208 y la capacitancia 234. La parte pasiva del circuito de compensación puede estar conectada entre las dos líneas de señal utilizadas para transferir la señal del oscilador en modo diferencial, tal como se ilustra en la figura 2.

Tal y como se ha mencionado anteriormente, el circuito de compensación compensa las variaciones de amplitud en la señal de los osciladores. Desde el circuito de compensación, la señal del oscilador compensado se alimenta a los divisores de frecuencia 254, 256 y 280. La señal del oscilador compensado puede ingresarse también a un detector de pico 250 (u otra unidad de monitorización de amplitud), como se describirá más adelante.

Centrémonos ahora en la operación básica y en la configuración del circuito de compensación. La matriz de capacitancia conmutada del circuito de compensación puede controlarse con la misma entrada utilizada para controlar la matriz de capacitancia del VCO 126. En consecuencia, el controlador 200 puede aplicar la misma señal de control a ambos circuitos resonadores, cerrando así los conmutadores seleccionados 238 a 242 y conectando las capacidades seleccionadas 232 a 236 y 244 a 248 al circuito resonador. Tal y como se ha mencionado anteriormente, la unidad de control 200 almacena configuraciones de señal de control para cada frecuencia utilizada en la generación de señales de oscilador, y la unidad de control 200 también tiene conocimiento de un patrón de salto de frecuencia, es decir, qué frecuencia se usa en un intervalo de tiempo dado. Las configuraciones de la señal de control pueden almacenarse en una fase de producción en la que los valores de los componentes del circuito resonador también se definen de acuerdo con el rango de frecuencia que debe soportar el VCO 126. Sobre la base de la frecuencia deseada de la señal del oscilador que se generará, el controlador 200 verifica la información almacenada sobre una señal de control digital que se utilizará y aplica la señal de control digital a ambos circuitos resonadores. En el ejemplo ilustrado en la figura 2, se puede usar una señal de control de tres bits para controlar los circuitos resonadores. Se aplica un primer bit a los conmutadores 212 y 238, por lo tanto, ya sea cerrando los conmutadores 212, 238 o dejándolos abiertos de acuerdo con el valor de bit. Se aplica un segundo bit a los conmutadores 214 y 240, y se aplica un tercer bit a los conmutadores 216 y 242.

Como se describió anteriormente, el controlador 200 puede iniciar una fase de calibración corta cuando se cambia la frecuencia para garantizar una oscilación adecuada de la señal del oscilador de RF y las propiedades de los circuitos resonadores. Al comienzo de la fase de calibración, el controlador 200 puede configurar la unidad de control de polarización 258 para suministrar una tensión de polarización constante al amplificador 226, y la tensión de polarización puede determinarse de acuerdo con la frecuencia de la señal del oscilador, es decir, de acuerdo con la señal de control proporcionada por el controlador 200. En otras palabras, el controlador 200 también puede controlar la operación de la unidad de control de polarización 258. En este punto, debe observarse que los dos controladores 200 ilustrados en la figura 2 pueden ser en la práctica el mismo controlador 200. Mientras que la tensión de polarización suministrada por la unidad de control de polarización 258 permanece constante, se pueden ajustar los parámetros de la parte pasiva del circuito de compensación. Tal y como se ha mencionado anteriormente, las capacitancias 232 a 236 y 244 a 248 de la parte pasiva del circuito de compensación pueden seleccionarse con la señal de control digital proporcionada por el controlador 200. Durante la fase de calibración, la amplitud de la señal del oscilador en una salida del circuito de compensación, es decir, la señal del oscilador compensado, puede controlarse con el detector de pico 250. El detector de pico 250 puede emitir información analógica sobre la amplitud, por ejemplo, un valor pico detectado, de la señal del oscilador estabilizado a un convertidor analógico a digital (A/D) 252 que puede convertir la información de amplitud analógica en una forma digital y luego suministrar la información de amplitud digital al controlador 200 para su análisis.

El controlador 200 puede analizar la información de amplitud y ajustar la parte pasiva del circuito de compensación para compensar una variación en la información de amplitud para minimizar la diferencia entre la información de amplitud recibida y la amplitud de referencia. En la práctica, el controlador 200 puede ajustar al menos el factor Q del circuito de compensación de acuerdo con la amplitud monitorizada de la señal del oscilador. El ajuste del factor Q puede implementarse ajustando los parámetros de resistencia del circuito de compensación. Con más detalle, la unidad de control 200 puede cerrar al menos uno de los conmutadores 268 y 270 entre las resistencias 260, 264 y 262, 266, respectivamente. Los conmutadores pueden estar inicialmente abiertos, y si la amplitud monitorizada indica que el factor Q del circuito resonador del circuito de compensación es demasiado alto, la unidad de control 200 puede disminuir el factor Q del circuito de compensación al cerrar un conmutador o conmutadores apropiados 268, 270.

Además, el controlador 200 puede configurarse para ajustar también las propiedades de capacitancia e inductancia de la parte pasiva para afectar la frecuencia de resonancia del circuito resonador del circuito de compensación. La parte pasiva del circuito de compensación puede comprender capacidades y/o inductancias adicionales para conectarse entre el puerto de entrada y el puerto de salida del circuito de compensación bajo el control del controlador 200. En lugar de proporcionar la capacitancia en forma de matriz de capacitancia conmutada, una o más de las

capacidades del circuito de compensación pueden proporcionarse como fijas entre el puerto de entrada y el puerto de salida del circuito de compensación. En este caso, las capacitancias pueden implementarse mediante varactores que tengan un valor de capacitancia ajustable, y el controlador puede configurarse para ajustar los valores de capacitancia de los varactores para ajustar los parámetros del circuito de compensación. En caso de que uno o más conmutadores 212 a 216 del circuito resonador del VCO 126 estén cerrados/abiertos durante la fase de calibración, los conmutadores correspondientes 238 a 242 del circuito de compensación también se cierran/abren debido a la misma señal de control aplicada a ambas matrices de capacitancia.

El convertidor A/D 252 puede ser reemplazado por una estructura de comparación que compara la amplitud recibida del detector de pico 250 con un nivel de referencia y emite una primera señal, si la amplitud recibida es inferior al nivel de referencia y emite una segunda señal, si la amplitud recibida es mayor que el nivel de referencia. En este caso, el controlador 200 recibe información, si la amplitud está por encima o por debajo del nivel de referencia pero no información sobre la amplitud exacta de la señal del oscilador. El controlador 200 puede ajustar el factor Q del circuito de compensación como se describe anteriormente.

Cuando los parámetros de la parte pasiva se han ajustado, se pueden ajustar los parámetros de la parte activa. En la práctica, la tensión de polarización del amplificador se controla de acuerdo con la amplitud de la señal del oscilador monitorizado. El detector de pico 250 puede proporcionar a la unidad de control de polarización 258 la información de amplitud. La unidad de control de polarización 258 puede comprender una parte analógica que está configurada para comparar la información de amplitud recibida del detector de pico 250 con una amplitud de referencia y ajustar la tensión de polarización del amplificador 226 de acuerdo con la diferencia entre la información de amplitud recibida y la amplitud de referencia. La unidad de control de polarización 258 puede determinar la tensión de polarización, si la información de amplitud recibida es inferior a la amplitud umbral y disminuye la tensión de polarización, si la información de amplitud recibida es mayor que el umbral de amplitud. La parte analógica puede implementarse mediante un comparador que compara la amplitud de la señal del oscilador con la amplitud de referencia y controla una unidad de suministro de tensión en consecuencia. Otras implementaciones también son posibles. Una característica inherente y ventaja de la parte analógica es proporcionar una respuesta rápida a una diferencia entre la amplitud de la señal del oscilador y la amplitud de referencia.

Un ajuste de la tensión de polarización del amplificador 226 en la fase de calibración también puede llevarse a cabo digitalmente bajo el control del controlador 200. De manera similar al ajuste de la parte pasiva del circuito de compensación, el controlador 200 puede comparar la información de amplitud recibida del detector de pico 250 a través del convertidor A/D 252 con la amplitud de referencia y proporcionar a la unidad de control de polarización 258 una señal de control digital que indique a la unidad de control de polarización 258 que ajuste la tensión de polarización hacia el amplitud de referencia. La unidad de control de polarización 258 también puede incluir una parte digital configurada para recibir señales de control digital y ajustar una unidad de suministro de tensión de polarización de acuerdo con la señal de control digital. En caso de que la unidad de control de polarización 258 sea un dispositivo puramente analógico, la señal de control proporcionada por el controlador 200 puede convertirse en una señal analógica mediante un convertidor digital a analógico (D/A) (no mostrado). Una ventaja del control digital de la tensión de polarización es que el controlador 200 puede controlar la fluctuación de amplitud de la señal del oscilador dentro de una ventana de tiempo de longitud determinada y hacer ajustes de acuerdo con el comportamiento de la amplitud dentro de la ventana de tiempo. Aunque no proporciona una respuesta tan rápida como el control analógico, el control digital puede evitar la oscilación del control de tensión de polarización.

Solo se puede aplicar uno de los ajustes analógicos y digitales de la tensión de polarización del amplificador 226. Como alternativa, la unidad de control de polarización 258 puede configurarse para utilizar control tanto analógico como digital cuando se ajusta la tensión de polarización. La unidad de control de polarización 258 puede usar la señal de control digital para el ajuste aproximado de la tensión de polarización y la señal de control analógica para ajustar la tensión de polarización para proporcionar una respuesta rápida a la fluctuación de la amplitud de la señal del oscilador. El ajuste grueso digital se puede llevar a cabo periódicamente, mientras que el ajuste analógico puede realizarse continuamente.

Asimismo, la parte pasiva del circuito de compensación se ajusta antes que la parte activa en la descripción anterior. Obviamente, la parte activa puede ajustarse antes que la parte pasiva.

Cuando finaliza la fase de calibración, es decir, los parámetros del circuito de compensación (y el circuito resonador del VCO 126) se han ajustado, los valores de los componentes ajustados del circuito de compensación pueden mantenerse fijos hasta la siguiente fase de calibración. La siguiente fase de calibración puede iniciarse con un cambio controlado en la frecuencia de la señal del oscilador, es decir, cuando el VCO 126 está configurado para cambiar la frecuencia de oscilación. El inicio de la fase de calibración puede realizarse mediante el controlador 200. Esta puede ser una solución factible cuando la frecuencia de la señal del oscilador cambia con intervalos regulares, por ejemplo, en una transmisión y recepción de radio con salto de frecuencia implementada en el GSM (Sistema Global para Comunicaciones Móviles). En el GSM, una frecuencia de salto de frecuencia es un salto por trama (4,6 ps).

En caso de que la frecuencia de la señal del oscilador no cambie durante un período de tiempo extenso, las realizaciones mencionadas anteriormente pueden no proporcionar un rendimiento suficiente debido a que las

propiedades de distorsión de la señal del oscilador pueden cambiar en función de la temperatura y la temperatura de un teléfono móvil, por ejemplo, puede cambiar significativamente durante una llamada telefónica prolongada. La frecuencia de la señal del oscilador puede permanecer constante durante largos períodos de tiempo en caso de que el VCO 126 y el circuito de compensación según una realización de la invención se utilicen en un transceptor de radio que se comunica según un esquema de comunicación WCDMA (Acceso múltiple por división de código de banda ancha), por ejemplo.

En caso de que se espere que la frecuencia de la señal del oscilador cambie solo ocasionalmente, la monitorización de la amplitud y el ajuste de los parámetros del circuito de compensación pueden realizarse durante una fase operativa con frecuencia con intervalos regulares o incluso en tiempo real. La fase operativa se refiere a una fase en la cual la señal del oscilador se alimenta a los divisores de frecuencia 254 y/o 256 y finalmente se usa para la conversión real arriba/abajo en el transceptor de radio. La operación real de la monitorización de amplitud y el ajuste de parámetros es similar a la descrita anteriormente con respecto a la fase de calibración. Los parámetros de la parte activa y la parte pasiva pueden ajustarse alternativamente de acuerdo con la fluctuación de la amplitud de la señal del oscilador compensado monitorizado.

El ajuste de los parámetros del circuito de compensación durante la fase operativa permite la adaptación a las propiedades de distorsión cambiantes de la señal del oscilador y, en particular, compensación de temperatura. Es más, al menos una de las resistencias 260 a 266 del circuito de compensación puede ser una resistencia de coeficiente de temperatura negativo o positivo (NTC/PTC) escalado adecuadamente en la fase de producción y prueba y proporcionar una respuesta inherente a la temperatura cambiante y, como resultado, a las propiedades cambiantes de distorsión de la señal del oscilador.

Otra posibilidad para la estabilización de la señal del oscilador es utilizar parámetros fijos en el circuito de compensación en el sentido de que los parámetros no se ajustan ni en la fase de calibración ni durante la fase operativa. En tal caso, el controlador 200 puede definir los parámetros del circuito de compensación como una función de solo la frecuencia de la señal del oscilador. Los parámetros del circuito de compensación pueden definirse en la fase de producción y prueba y almacenarse en la unidad de memoria. Además de la selección de las capacitancias 232 a 236 y 244 a 248 de acuerdo con la frecuencia de la señal del oscilador, la selección de las resistencias 260 a 266 y el nivel de tensión de polarización pueden almacenarse en la unidad de memoria y leerse por el controlador 200 de acuerdo con la frecuencia de la señal del oscilador de RF que se generará. En tal realización, se pueden omitir el detector de pico 250 y el convertidor A/D 252 (o el comparador). De hecho, el controlador 200 verifica los parámetros de control asociados con la frecuencia deseada de la señal del oscilador y controla la unidad de control de polarización para establecer un nivel de polarización fijo y selecciona las resistencias 260 a 268 cerrando/abriendo los conmutadores 268 y 270 en consecuencia. La selección de las capacitancias de las matrices de capacitancia de los circuitos resonadores del VCO 126 y el circuito de compensación se realiza como se describe anteriormente. Esta solución está optimizada en términos de complejidad de la implementación, pero proporciona la menor adaptación a las propiedades cambiantes de distorsión de la señal del oscilador debido a los parámetros fijos del circuito de compensación.

Otra posibilidad es utilizar parámetros fijos para una parte pasiva y la parte activa del circuito de compensación y ajustar los parámetros de la otra parte de acuerdo con el nivel de amplitud monitorizado de la señal del oscilador estabilizado. Por ejemplo, los parámetros de la parte pasiva del circuito de compensación pueden ajustarse durante la fase de calibración y mantenerse constantes en la fase operativa, mientras que la tensión de polarización de la parte activa puede ajustarse también en la fase operativa. Es posible cualquier combinación de si ajustar los parámetros de la parte activa y pasiva del circuito de compensación o mantener los parámetros fijos durante la fase de calibración y la fase operativa, a pesar de que no se describen en detalle en este documento.

Describamos ahora un proceso para encontrar parámetros adecuados para el circuito de compensación y la estabilización de la señal del oscilador con referencia a la figura 3. El proceso comienza en el bloque 300. En el bloque 302, El VCO 126 está configurado para producir una señal de oscilador que tiene una frecuencia deseada. En una fase de calibración que sigue a un cambio de configuración del VCO 126, los parámetros del circuito de compensación se calibran en el bloque 304. La calibración puede incluir la adaptación de parámetros de la parte pasiva del circuito de compensación y la tensión de polarización de la parte activa del circuito de compensación de acuerdo con las propiedades de la señal del oscilador. La resistencia, la capacitancia y/o las propiedades de inductancia del circuito de compensación pueden ajustarse en la fase de calibración, y la tensión de polarización de un amplificador configurado para amplificar la señal del oscilador puede ajustarse al nivel deseado. La amplitud de una señal del oscilador estabilizado en la salida del circuito de compensación puede monitorizarse durante la fase de calibración y el ajuste puede hacerse de acuerdo con la amplitud monitorizada para sintonizar la amplitud de la señal del oscilador estabilizado al nivel deseado.

Una vez completada la fase de calibración y optimizados los parámetros del circuito de compensación, la variación de amplitud de la señal del oscilador se estabiliza en el circuito de compensación con los parámetros ajustados en el bloque 306. Desde el circuito de compensación, la señal del oscilador estabilizado se alimenta a uno o más divisores de frecuencia en el bloque 308. Opcionalmente, la amplitud de la señal del oscilador estabilizado en la salida del circuito de compensación puede monitorizarse periódicamente o incluso en tiempo real en el bloque 310, y los

parámetros del circuito de compensación pueden ajustarse en el bloque 312 de acuerdo con la amplitud monitorizada en el bloque 310. A continuación, la monitorización de la amplitud de la señal del oscilador estabilizado puede reanudarse en el bloque 310.

En la descripción anterior, se ha utilizado el mismo circuito de compensación al estabilizar la señal del oscilador que se aplicará a los divisores de frecuencia 254, 256 y 280. Dependiendo de la implementación real y las diferentes propiedades de distorsión de las señales no estabilizadas en las entradas de los divisores de frecuencia 254, 256 y 280, se puede disponer un circuito de compensación separado para cada uno de los divisores de frecuencia 254, 256 y 280. Por ejemplo, si las distancias entre el VCO 126 y los divisores 254, 256, 280 difieren significativamente entre sí, la distorsión causada por los cables de señal también puede ser significativamente diferente y, de este modo, circuitos de compensación separados pueden proporcionar una estabilización óptima para las señales del oscilador que se aplicarán a los divisores de frecuencia 254, 256 y 280. Los circuitos de compensación separados pueden configurarse para operar en paralelo uno con respecto al otro. Además, se puede disponer un detector de pico separado y un esquema de ajuste de parámetros posterior para cada circuito de compensación.

El circuito de compensación puede estar dispuesto entre las dos líneas de señal que transportan la señal del oscilador en modo diferencial desde el VCO 126 a los divisores de frecuencia 254, 256 y 280. En tal caso, el circuito de compensación y, en particular, la parte pasiva es de tipo paralelo. El circuito de compensación puede ubicarse apropiadamente dependiendo de la implementación. Por ejemplo, si se emplea un circuito de compensación común para cada divisor de frecuencia 254, 256 y 280, el circuito de compensación puede ubicarse aproximadamente en un punto medio entre el VCO 126 y los divisores de frecuencia. Por otro lado, si se utiliza una pluralidad de circuitos de compensación, se puede disponer un circuito de compensación en la salida del núcleo VCO 224, y se puede disponer un circuito de compensación separado en una entrada de cada uno de los divisores de frecuencia 254, 256 y 280. En caso de que la señal del oscilador en modo diferencial se aplique a un divisor de frecuencia a través de las dos líneas de señal ilustradas también en la figura 2, el circuito de compensación puede estar dispuesto entre las dos entradas del divisor de frecuencia. En caso de que la señal del oscilador se aplique al divisor de frecuencia a través de una sola línea de señal, el circuito de compensación puede estar dispuesto entre la entrada del divisor de frecuencia y un nivel del suelo de referencia.

Asimismo, la descripción anterior revela que se usa la misma señal de control para controlar la matriz de capacitancia tanto del VCO 126 como del circuito de compensación y que se usa una palabra de control de tres bits para seleccionar las capacitancias de las matrices de capacitancia, es decir, un bit para cada conmutador 212 a 216 y 238 a 242. Obviamente, la invención no se limita a la utilización de la misma señal de control para ambas matrices de capacitancia ni a la longitud de la palabra de control. El número de conmutadores en el circuito resonador del VCO 126, es decir, la longitud de la palabra de control, puede depender del rango de frecuencia deseado del VCO 126. Por otro lado, el rendimiento del circuito de compensación puede mejorarse proporcionando una matriz de capacitancia más grande con una mayor variedad de valores de capacitancia seleccionables. En caso de que la matriz de capacitancia del circuito de compensación tenga un número diferente de conmutadores que la matriz de capacitancia del VCO 126, el controlador 200 puede aplicar diferentes señales de control a los diferentes circuitos resonadores. Es más, el controlador 200 puede ajustar al menos la señal de control aplicada al circuito de compensación durante la fase de calibración. El ajuste puede llevarse a cabo para sintonizar las propiedades de resonancia de la parte pasiva del circuito de compensación, y el ajuste puede basarse en la monitorización de la señal del oscilador compensado. En otras palabras, el controlador 200 puede ajustar la capacitancia, además de la resistencia, del circuito de compensación durante la fase de calibración para seleccionar las capacidades más óptimas de la matriz de capacitancia para las propiedades de distorsión de corriente de la señal del oscilador.

La operación del controlador 200 puede definirse mediante un programa informático ejecutado en el controlador 200. El programa de ordenador puede comprender instrucciones que controlan el controlador 200 para realizar al menos algunas de las etapas ilustradas en el diagrama de flujo de la figura 3. En otras palabras, el programa de ordenador puede configurar el controlador 200 para recibir información sobre las propiedades de amplitud de una señal de oscilador para ser aplicada a un divisor de frecuencia para la división de frecuencia, para determinar los parámetros para el circuito de compensación a partir de las propiedades de amplitud recibidas de la señal del oscilador, y para aplicar al circuito de compensación una señal de control que cambie los parámetros del circuito de compensación.

El programa de ordenador puede almacenarse en un medio de distribución de programas de ordenador legible por un ordenador o un procesador. El medio del programa de ordenador puede ser, por ejemplo, pero no limitarse a, electricidad, sistema infrarrojo o semiconductor, dispositivo o medio de transmisión. El medio del programa de ordenador puede incluir al menos uno de los siguientes medios: un medio legible por ordenador, un medio de almacenamiento del programa, un medio de grabación, una memoria legible por ordenador, una memoria de acceso aleatorio, una memoria solo de lectura borrable y programable, un paquete de distribución de software legible por ordenador, una señal legible por ordenador, una señal de telecomunicaciones legible por ordenador, material impreso legible por ordenador y un paquete de software comprimido legible por ordenador.

Aunque la invención se haya descrito anteriormente con referencia a un ejemplo según los dibujos adjuntos, es obvio que la invención no se limita al mismo, sino que puede modificarse de diferentes maneras dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un aparato que comprende medios para realizar:

obtener una señal de oscilador a partir de una salida de un generador de señal de oscilador ajustable en frecuencia (202 a 224);
estabilizar variaciones de la señal del oscilador ajustando un factor de calidad ajustable en un circuito de compensación adaptativo que recibe dicha señal de oscilador y que tiene parámetros de compensación ajustables, determinados de acuerdo con al menos una frecuencia de la señal de oscilador, incluyendo el circuito de compensación adaptativo (226, 230 a 248, 260 a 270) un circuito resonador (230 a 248, 260 a 270) que tiene dicho factor de calidad ajustable; y
aplicar la señal de oscilador estabilizada a un divisor de frecuencia para división de frecuencia.

2. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1, en el que los medios están configurados además para realizar el ajuste de al menos una de resistencia, capacitancia e inductancia del circuito de compensación.

3. El aparato de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, en el que los medios están configurados además para realizar la conexión de componentes seleccionados del circuito de compensación entre un puerto de entrada y un puerto de salida del circuito de compensación, de acuerdo con las propiedades deseadas de la señal de oscilador.

4. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que los medios están configurados, además, para realizar:

ajustar un factor de amplificación relacionado con la señal de oscilador de acuerdo con las propiedades de la señal de oscilador, y
amplificar la señal del oscilador en el circuito de compensación con el factor de amplificación ajustado.

5. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en el que los medios están configurados además para realizar:

monitorizar una amplitud de la señal de oscilador estabilizada al menos durante una fase de calibración, y
estabilizar la variación de amplitud detectada en la amplitud de la señal de oscilador compensada corrigiendo los parámetros del circuito de compensación.

6. El aparato de acuerdo con la reivindicación 5, en el que los medios están configurados además para realizar la corrección de un factor de amplificación relacionado con la señal de oscilador, en proporción a la variación de amplitud detectada, para compensar la variación de amplitud detectada.

7. El aparato de acuerdo con la reivindicación 5, en el que los medios están configurados además para realizar la corrección de al menos una de resistencia, capacitancia e inductancia del circuito de compensación en respuesta a la variación de amplitud detectada de la señal del oscilador.

8. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7, en el que los medios están configurados adicionalmente para realizar la monitorización de la amplitud de la señal de oscilador compensada con un detector de pico.

9. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5 a 8, en el que los medios están configurados además para realizar:

aplicar la amplitud monitorizada de la señal del oscilador a un controlador digital;
determinar mediante el controlador digital nuevos parámetros para el circuito de compensación a partir de la amplitud monitorizada de la señal de oscilador, y
aplicar una señal de control digital al circuito de compensación para ajustar los parámetros del circuito de compensación.

10. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5 a 9, en el que los medios están configurados además para realizar:

monitorizar una amplitud de la señal de oscilador estabilizada durante una fase operativa, y
estabilizar la variación de amplitud detectada en la amplitud de la señal de oscilador compensada corrigiendo los parámetros del circuito de compensación.

11. El aparato de acuerdo con la reivindicación 10, en el que los medios están configurados adicionalmente para realizar la monitorización de la amplitud de la señal de oscilador estabilizada en tiempo real.

12. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 11, en el que los medios están configurados

además para realizar:

controlar el generador de señal de oscilador con un filtro resonador que comprende condensadores conmutados seleccionables de acuerdo con una entrada desde un controlador;
controlar el circuito de compensación al menos inicialmente con la misma entrada utilizada para controlar el filtro resonador.

13. El aparato de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12, en el que los medios están configurados además para realizar: estabilizar las variaciones de la señal de oscilador en dos circuitos de compensación adaptativa que tienen parámetros de compensación ajustables determinados de acuerdo con al menos una frecuencia de la señal de oscilador, en donde los dos circuitos de compensación están dispuestos a diferentes distancias de una salida del generador de señal de oscilador ajustable en frecuencia.

14. Un dispositivo de comunicación móvil, que comprende el aparato de una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13.

15. Un método que comprende:

obtener una señal de oscilador a partir de una salida de un generador de señal de oscilador ajustable en frecuencia (202 a 224);
estabilizar variaciones de la señal del oscilador ajustando un factor de calidad ajustable en un circuito de compensación adaptativo que recibe dicha señal de oscilador y que tiene parámetros de compensación ajustables determinados de acuerdo con al menos una frecuencia de la señal de oscilador, incluyendo el circuito de compensación adaptativo (226, 230 a 248, 260 a 270) un circuito resonador (230 a 248, 260 a 270) que tiene dicho factor de calidad ajustable; y
aplicar la señal de oscilador estabilizada a un divisor de frecuencia para división de frecuencia.

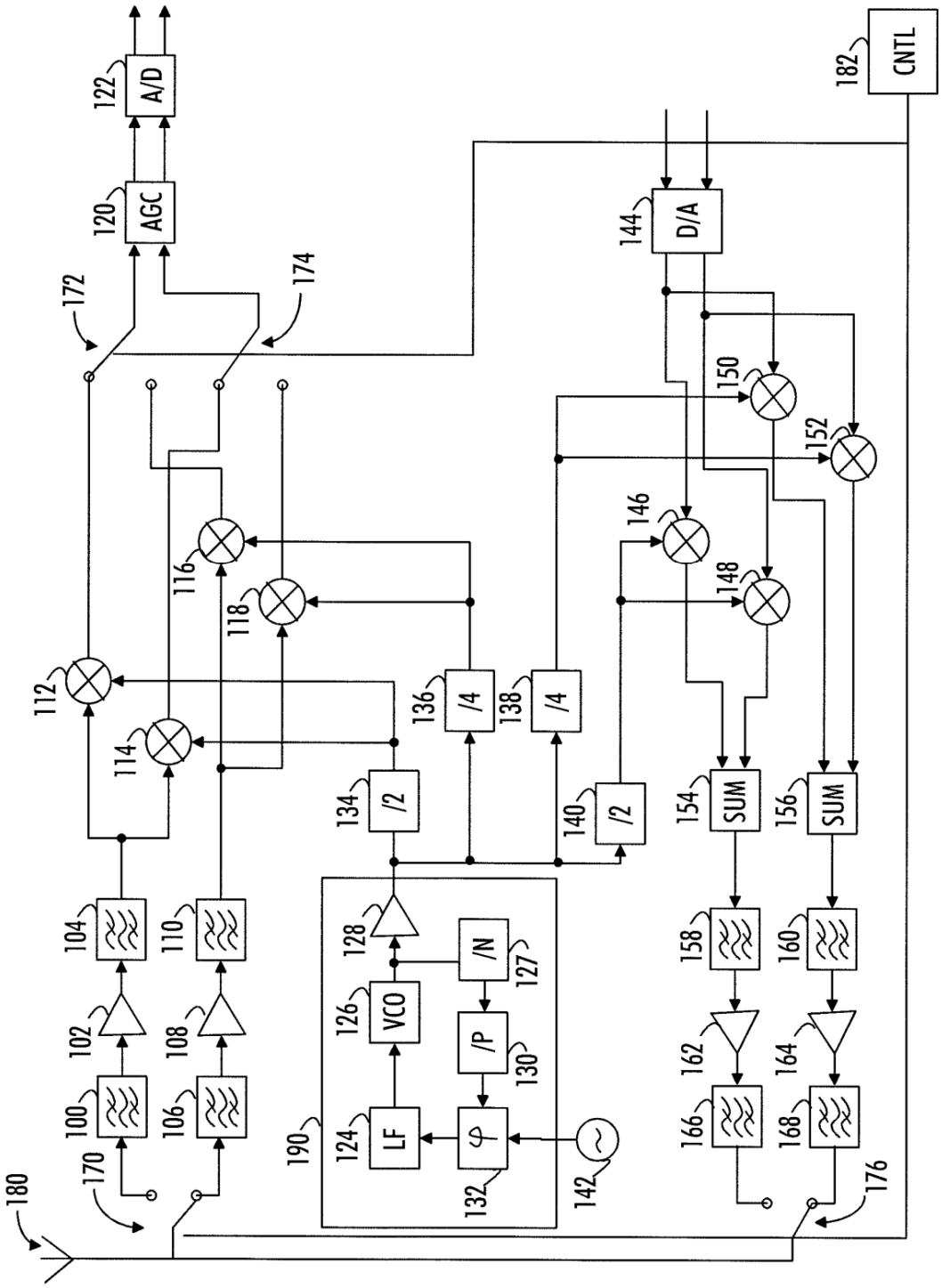
A/D
AGC
CNTL
D/A
SUM
SUM
/2
/4
/4
/2
VCO
/N
/P
LF
φ
100
102
104
106
108
110
112
114
116
118
120
122
124
126
127
128
130
132
134
136
138
140
142
144
146
148
150
152
154
156
158
160
162
164
166
168
170
172
174
176
180
182
190

Fig. 1

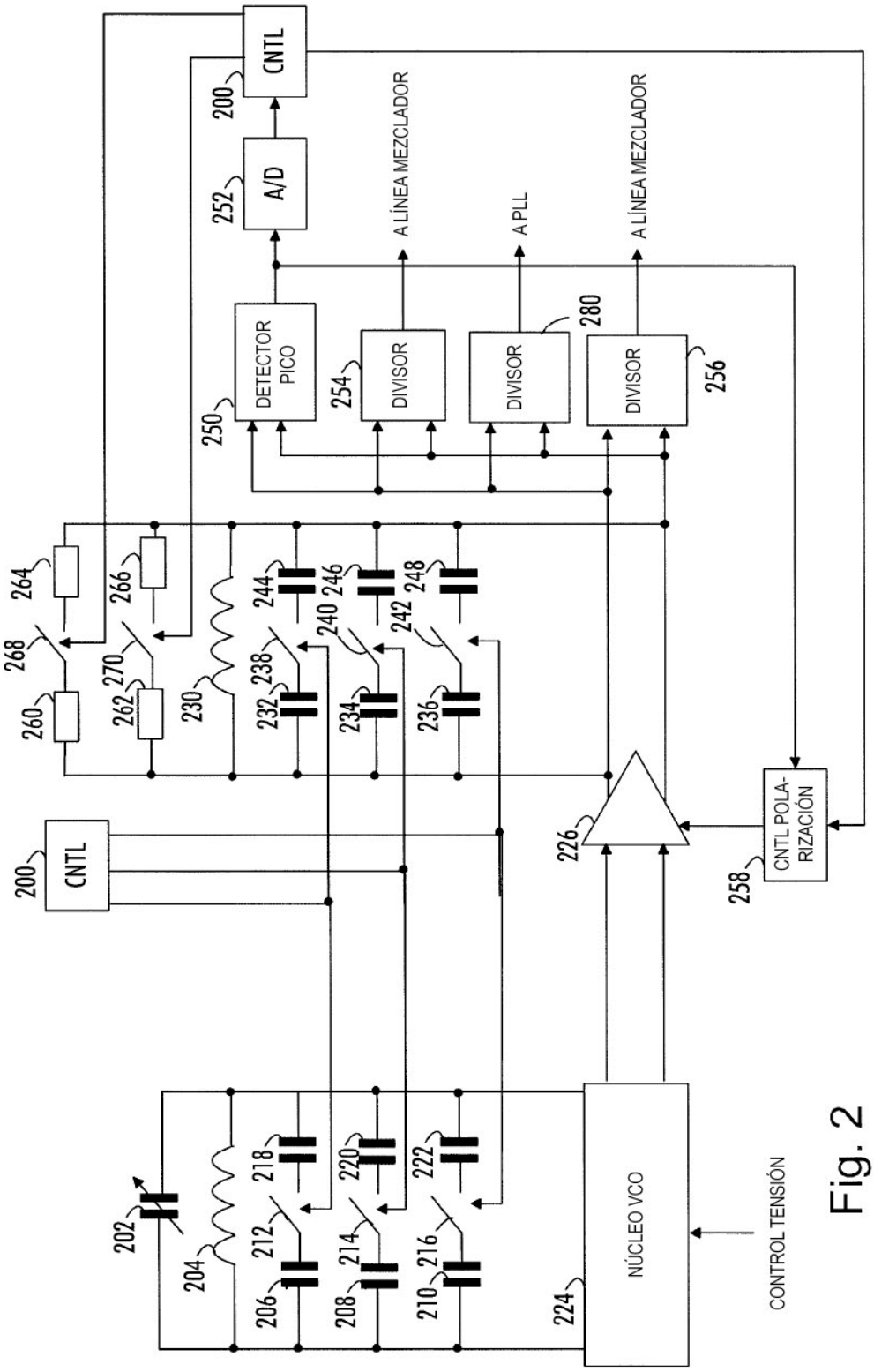
CNTL
200
A/D
252
A LÍNEA MEZCLADOR
A PLL
A LÍNEA MEZCLADOR
DETECTOR PICO
250
DIVISOR
254
DIVISOR
280
DIVISOR
256
264
266
268
270
260
262
230
244
246
248
240
242
238
232
234
236
CNTL
200
226
CNTL POLA-RIZACIÓN
258
202
204
218
220
222
212
214
216
206
208
210
NÚCLEO VCO
224
CONTROL TENSIÓN

Fig. 2

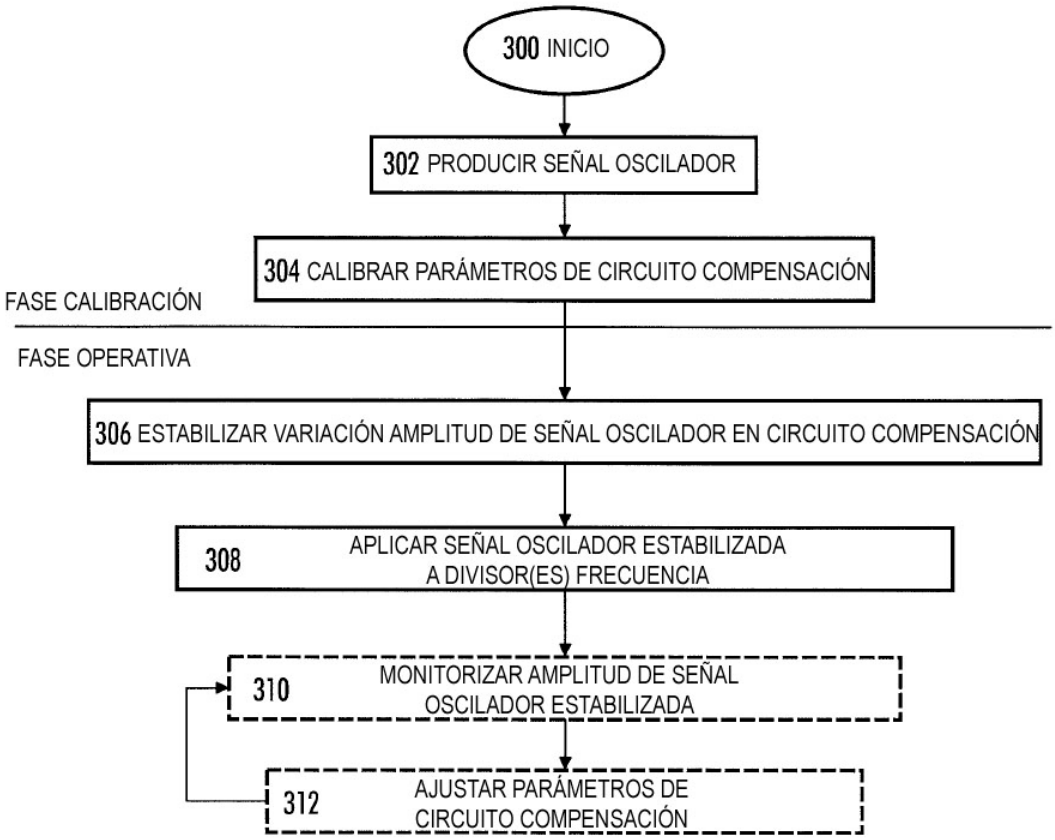
300 INICIO
302 PRODUCIR SEÑAL OSCILADOR
304 CALIBRAR PARÁMETROS DE CIRCUITO COMPENSACIÓN
FASE CALIBRACIÓN
FASE OPERATIVA
306 ESTABILIZAR VARIACIÓN AMPLITUD DE SEÑAL OSCILADOR EN CIRCUITO COMPENSACIÓN
308 APLICAR SEÑAL OSCILADOR ESTABILIZADA A DIVISOR(ES) FRECUENCIA
310 MONITORIZAR AMPLITUD DE SEÑAL OSCILADOR ESTABILIZADA
312 AJUSTAR PARÁMETROS DE CIRCUITO COMPENSACIÓN

Fig. 3